

①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Übersetzung der  
europäischen Patentschrift

⑧7 EP 0 548 542 B1

⑩ DE 692 21 098 T 2

Doc. Ref. AM23  
Appl. No. 09/590,955

⑤1 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
H 03 B 19/14  
H 03 G 3/30

②1	Deutsches Aktenzeichen:	692 21 098.9
⑧6	Europäisches Aktenzeichen:	92 119 734.9
⑧6	Europäischer Anmeldetag:	19. 11. 92
⑧7	Erstveröffentlichung durch das EPA:	30. 6. 93
⑧7	Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA:	23. 7. 97
④7	Veröffentlichungstag im Patentblatt:	15. 1. 98

③0 Unionspriorität:

MI913168 27.11.91 IT

⑦3 Patentinhaber:

Italtel S.p.A., Mailand, IT

⑦4 Vertreter:

Fuchs, F., Dr.-Ing., Pat.-Anw., 81541 München

⑧4 Benannte Vertragsstaaten:

DE, ES, FR, GB, GR, IT, SE

⑦2 Erfinder:

Piloni, Marco, I-20090 Vimodrone MI, IT; Brambilla,  
Massimo, I-20050 Ronco Briantino (MI), IT

⑤4 Radiofrequenzvervielfachen mit selbsttätiger Pegelsteuerungsschaltung

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 692 21 098 T 2

DE 692 21 098 T 2

92119734.9-1233

GR 91 P 8457 E

## BESCHEIBUNG

5

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der Erzeugung von Sinuswellensignalen mit Abtastfrequenz und, spezifischer, auf einen Radiofrequenzvervielfacher mit selbstständiger Pegelsteuerungsschaltung.

10 Wie bekannt, entstehen bei den verschiedenen Anwendungen der Elektroniktechnik Probleme hinsichtlich der Erzeugung von Sinuswellen-Bezugssignalen mit einer angemessenen voreingestellten Frequenz.

So ist es beispielweise bei Sende- und Empfangsgeräten die  
15 Präsenz eines lokalen Oszillatorsignals von wesentlicher Bedeutung, um die erforderlichen und bekannten Umwandlungen vornehmen zu können.

In der funkunterstützten Navigation existiert ein Netz von Leitstrahlseindern zur Überwachung der mit Schiffen oder Flugzeugen  
20 zurückzulegenden Strecken. Jeder dieser Leitstrahlseindern übermittlelt kontinuierlich ein eigenes, extrem starkes Sinuswellen-Radiofrequenzsignal.

Aus Gründen der Knappheit beziehen sich die oben aufgeführten Beispiele lediglich auf zwei von mehreren Anwendungsgebieten von  
25 Funkfrequenz-Bezugssignalen.

In vielen Fällen ist es von Vorteil, besagte Funkfrequenz-Bezugssignale über den Einsatz von Oszillatoren mit extrem tiefer Frequenz zu erzeugen, die entsprechend einfacher eingebaut werden können. In diesem Fall reicht es aus, die Oszillatorsignalfrequenz  
30 in der erforderlichen ganzen Zahl zu vervielfältigen.

Die Vervielfältigung von Frequenzen wird bekanntlich ausgeführt, indem das Submultipel-Frequenzsignal durch eine Vorrichtung gesandt wird, die eine Verzerrung des Eingangssignals bewirkt und Oberwellen eines höheren Größenordnung erzeugt. Das  
35 Submultipel-Frequenzsignal wird erzeugt, indem das verzerrte Signal über einen Bandpaßfilter gefiltert wird, dessen Schmalbandbereich auf die entsprechenden Oberwellen der gewünschten Frequenz abgestimmt ist.

In den meisten Fällen der Anwendungstechniken ist es  
40 erforderlich, daß das über Frequenzvervielfältigung erzielte Bezugssignal einen konstanten Leistungspegel hat. In der praktischen

Anwendung können jedoch Fälle auftreten, in denen die Ebene des Oszillatorsignals große Schwankungen aufweist; in diesen Fällen ist selbst das über Vervielfältigung erzielte Signal, soweit keine entsprechenden Maßnahmen getroffen werden, von diesen Schwankungen betroffen.

Dieses Phänomen tritt hauptsächlich auf, wenn der Oszillator nicht im gleichen Gerät eingebaut ist, in welchem auch die Multipliziereinheit installiert ist, so beispielsweise, wenn die Übertragung des Oszillatorsignals zur Multipliziereinheit über Koaxialkabel stattfindet.

Um dieser Problematik zu begegnen, enthalten die gängigen und bekannten Bezugssignalerzeuger, die zur Frequenzvervielfältigung eingesetzt werden, einen Regelkreis mit oder ohne Rückkopplung, welcher den Pegel der Ausgangsleistung des erzeugten Signals regelt.

In den zunächst bekannten Bezugssignalerzeugern mit einem nicht rückgekoppelten Regelkreis findet die Regelung der Ausgangsleistung des erzeugten Signals über ein Gerät zur Amplitudenkomprimierung statt, welches am Ausgang des Frequenzvervielfältigers installiert wird.

Diese leicht herzustellenden Erzeuger weisen jedoch verschiedene Probleme auf. Ein erstes Problem betrifft den Umstand, daß die Dynamik der Pegel der Ausgangsleistung des Oszillatorsignals durch diese Erzeuger stark begrenzt werden. Ein zweites Problem bezieht sich auf den Umstand, daß das Gerät zur Amplitudenkomprimierung einen exzessiven Anteil von Oberwellen einer unerwünschten Größenordnung erzeugt. Dazu kommt, daß die Stabilisierung des Ausgangspegels schlecht ist.

Ein zweiter Typ der bekannten Bezugssignalerzeuger mit einem rückgekoppelten Regelkreis wird im Schriftstück US-A-3808539 beschrieben. Bei dieser Beschreibung ist der Bezugssignalerzeuger ein Frequenzvervielfältiger, der zu einem über Batterie betriebenen Radiosender gehört. Zur dieser Einheit zur Frequenzmultiplikation gehören drei kapazitiv gekoppelte NPN-Transistoren, von denen der erste (Q1) zu einer Vorverstärkungsstufe, der zweite (Q2) zur Frequenzmultiplikation gehören, während und der dritte (Q3) Transistor ein RF-Leistungsverstärker ist. Zwischen dem zweiten und dem dritten Transistor ist ein Bandpaßfilter installiert, über den die gewünschten RF-Oberwellen selektioniert werden. Ein lokaler Oszillator (in den Abbildungen nicht zu sehen) erzeugt das zum Vorverstärker (Q1) geleitete RF-Sinuswelleneingangssignal. Der Regelkreis erzeugt im Emitter-Kollektor-Pfad des dritten Transistors

einen Leistungsdetektor-Rückkopplungswiderstand, um für den Emitter-Kollektor-Pfad des ersten Transistors eine Gleichstrom-Rückkopplungsspannung zu erzeugen. Diese Rückkopplungsspannung liefert eine Vorspannung für den ersten Transistor, so daß bei einem  
5 Abfall der Batteriespannung (und folglich der RF-Ausgangsleistung) der Grad der Vorverstärkerstufe gesteigert wird, und somit die RF-Ausgangsleistung der selektionierten Oberwelle nahezu konstant gehalten werden kann. Zusätzlich zu vorstehend beschriebenen Regelung stabilisiert der rückgekoppelte Regelkreis die  
10 Ausgangsleistung in Abhängigkeit zu den Schwankungen des Oszillatorsignals. In diesem Falle dient die Vorverstärkerstufe als Dämpfungsregler des Oszillatorsignals, oder, allgemeiner gesagt, zur Regulierung des Pegels des Oszillatorsignals.

Die größte Problematik dieses zweiten Typs der  
15 Bezugssignalerzeuger liegt in einem extrem kostenaufwendigen Einbau, insbesondere in Fällen, wenn das Signal, dessen Frequenz multipliziert werden soll, im Mikrowellenbereich liegt. In diesen Fällen ist es daher notwendig, daß sowohl die Rückkopplungseinheit (Leistungsdetektor) als auch den Regler des Oszillationssignalpegels  
20 (Dämpfungsregler) entsprechend der Mikrowellentechnik gespeist wird. Des weiteren muß zwischen den Ausgang der Einheit zur Frequenzmultiplikation und der Rückkopplungseinheit ein Koppler eingefügt werden.

Der Zweck, den die vorliegende Erfindung verfolgt, richtet  
25 sich somit auf eine Behebung der oben beschriebenen Probleme und die Angabe eines Radiofrequenz-Sinuswellensignalerzeugers, welcher aus einer Einheit zur Frequenzmultiplikation besteht, die den Leistungspegel der erzeugten Oberwellen selbsttätig steuert.

Um dieser Zielsetzung gerecht zu werden, liegt der Sinn der  
30 vorliegenden Erfindung in einer Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die ausgestattet ist mit einem Transistor, welcher das Oszillatorsignal verstärkt und verzerrt, einem Bandpaßfilter, der am Ausgang des auf die im Ausgang gewünschte Oberwelle abgestimmten Transistors installiert ist sowie  
35 einem Regelkreis zur Leistungsstabilisation der obengenannten Oberwelle über automatische Veränderung der Polarisationsspannung des Transistors bei Veränderung des Leistungspegels des Oszillatorsignals, wie genauer beschrieben unter Punkt 1) der Inanspruchnahme.

40 Die wesentliche Neuigkeit der Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die den Gegenstand der vorliegenden

°°°°°°°° °°°°°°°° °°°°°°°°

Erfindung darstellt, ist der Umstand, daß zur dieser Einheit im Gegensatz zu bekannten Technologien ein Regelkreis gehört, welcher den Transistor versorgt und polarisiert. Dieser Regelkreis kann ebenso als idealer Erzeuger einer Voltspannung angesehen werden, 5 welche abhängig zur eingesetzten Transistorart sowie abhängig zur Größenordnung der im Ausgang selektionierten Oberwelle und des zu stabilisierenden Leistungspegels über eine entsprechende Regelfunktion entsprechend verändert werden kann.

Der vorgenannte Regelkreis arbeitet unter Quasi-Gleichstrom- 10 Bedingungen sowie unabhängig zur Frequenz des Signals, dessen Leistung gesteuert wird. Aus diesem Grunde kann die Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die den Gegenstand der vorliegenden Erfindung darstellt, unabhängig zur Frequenz des erzeugten Signals kostengünstig hergestellt und problemlos installiert werden. 15 Insbesondere ist die Einheit von Vorteil, wenn die Frequenz des Oszillatorsignals im Mikrowellenbereich liegt.

Ein weiterer Vorteil besteht in der Tatsache, daß die Leistung des erzeugten Oberwellensignals ohne eine Begrenzung der Dynamik des Leistungspegels des Oberwellensignals stabilisiert werden kann.

20 Weitere Zielsetzungen und Vorteile der vorliegenden Erfindung gehen aus der genauen Beschreibung hervor, die nach einem Beispiel zur Ausführung der Einheit aufgeführt ist sowie die nachstehend beschriebenen technischen Zeichnungen in der Anlage, welche als unverbindliche Beispiele abgebildet sind:

25 Die ABB. 1 zeigt ein teilweise als Blockdiagramm ausgeführtes Verdrahtungsschema der Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die den Gegenstand der vorliegenden Erfindung darstellt.

Die ABB. 2, 3, 4 und 5 zeigen Diagramme einiger elektrischen Charakteristiken, welche die Funktion der in Abb. 1 dargestellten 30 Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung erläutern.

Die ABB. 6 zeigt ein genaues Verdrahtungsschema einer zur Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die den Gegenstand der vorliegenden Erfindung darstellt, gehörenden Steuereinheit.

Unter Bezugnahme auf die ABB. 1 wird mit T1 ein MESFET 35 Feldtransistor bezeichnet, dessen Steueranschluß G an je eine Endklemme des Kondensators C1, eines Widerstandes R<sub>G</sub> und eines Induktors L1 angeschlossen ist. Die zweiten Endklemmen C1, R<sub>G</sub> und L1 sind jeweils an einen Steuereingang IN, an Masse sowie an die Eingangsklemme 1 einer Baugruppe CONTR angeschlossen, deren 40 Ausgangsklemme 2 an eine Endklemme des Induktors L2 angeschlossen

ist. Die andere Endstelle des Induktors L2 ist an den Drain-Anschluß D des Feldtransistors T1 sowie an einen Endpunkt eines Kondensators C2 angeschlossen, dessen anderer Endpunkt mit dem Eingang eines Bandpaßfilters FBP verbunden ist. Der Source-Anschluß S des Feldtransistors T1 ist direkt an Erde angeschlossen. Der Ausgang des Bandpaßfilters FBP ist an einen Steuerausgang OUT angeschlossen. Ein Widerstand  $R_L$  ist zwischen den Port OUT und Masse angeschlossen. Die Baugruppe CONTR ist weiterhin an einen Gleichstrom-Source-Anschluß angeschlossen, über die eine positive Voltspannung  $V_+$  und eine negative Voltspannung  $V_-$  erzeugt wird.

Beim Betriebs bezieht sich der in der ABB. 1. dargestellte Kreis auf einen im Mikrowellenbereich arbeitenden Radiofrequenzvervielfacher. Dies bedeutet, daß am Steuereingang IN ein Signal  $v_i \cos(\omega_0 t)$  vorliegt, welches von einem nicht in der Abbildung gezeigten Oszillator ausgeht; dessen Schwingungsfrequenz  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$  12 GHz beträgt. Vom Steuerausgang OUT kann ein Signal  $v_o \cos(2\omega_0 t)$  abgenommen werden, welches der zweiten Oberwellenkomponente bei einer Frequenz von 24 GHz entspricht.

Der Schaltkreis besteht aus einem dünnen Film in Hybridschaltkreistechnik. Sämtliche angegebenen Verbindungen sind Mikrostrip-Verbindungen. Der Induktor L1 besteht aus einer Leitung mit hoher Impedanz zur Übertragung des Oszillatorsignals bei einer Frequenz von 12 GHz sowie einer Leitung mit extrem niedriger Impedanz für Gleichstrom (erzielt über entsprechende Kopplung von Teilstrecken der Leitung in  $\lambda/4$  gemäß der den Fachleuten bekannten Technik). Der Induktor L2 besteht aus einer Leitung mit extrem niedriger Impedanz für Gleichstrom sowie einer Leitung mit hoher Impedanz zur Übertragung der 12 GHz Grundschwingung und der 24 GHz zweiten Oberwelle am Ausgang von T1. Die Kondensatoren C1 und C2 bestehen aus gekoppelten Leitungen; die Widerstände  $R_G$  und  $R_L$  sind Mikrostrip-Leitungsabschnitte, welche für die Signalströme Abschlußwiderstände darstellen. Der im Schaltkreis eingesetzte MESFET-Feldtransistor T1 ist von Typ NEC 673 und speziell auf die betroffenen Frequenzen abgestimmt. Das Signal  $v_i \cos(\omega_0 t)$  ist an die Endklemme des Source-Anschlusses G von T1 über einen Kondensator C1 und den Abschlußwiderstand  $R_G$  gekoppelt.

Die Baugruppe CONTR, deren genaue Funktion nachstehend beschrieben wird, besteht aus einem Regelkreis, über den der Kanal des MESFET-Feldtransistor T1 auf regelbare Art polarisiert wird.

Der obengenannte Regelkreis besteht im Wesentlichen aus Operationsverstärkern und arbeitet unter Quasi-Gleichstrom-Bedingungen. Die Polarisationsströme passieren in unveränderter Form die Induktoren L1 und L2, welche sich zu diesem Zweck wie Kurzschlüsse verhalten. Dagegen wird der Durchgang des Oszillatorsignals und der Grundwelle mitsamt allen Oberwellen am Ausgang von T1 zum Eingang und Ausgang des CONTR-Regelkreises verhindert, da die Induktoren L1 und L2 sich wie offene Stromkreise für die Polarisationsströme und wie Kurzschlüsse für Signale mit Frequenzen  $\geq f_0$  verhalten. Die Kapazitätswerte von C1 und C2 sind derart, daß sie sich wie offene Stromkreise für die Polarisationsströme und wie Kurzschlüsse für Signale mit Frequenzen  $\geq f_0$  verhalten.

Wenn am Steuereingang IN kein Signal  $v_i \cos(\omega_0 t)$  vorliegt, so erzeugt die Baugruppe CONTR eine schwache positive Gleichspannung  $V_{GS}$ . In diesem Falle nimmt der Drain-Polarisationsstrom  $I_D$  einen Wert an, der leicht über dem Wert des Sättigungsstroms  $I_{DSS}$  liegt. Dieser Wert wird jedoch nicht erreicht, da die Baugruppe CONTR den Polarisationsstrom  $I_D$  entsprechend begrenzt. Die Baugruppe CONTR erzeugt in Abwesenheit des Signals  $v_i \cos(\omega_0 t)$  an der Endklemme 2 eine Ausgangsspannung, deren Wert leicht unter dem der Versorgungsspannung  $V+$  liegt. Da keine mit L2 in Reihe geschalteten Widerstände vorhanden sind, entspricht die Ausgangsspannung der Baugruppe CONTR der Polarisationsspannung  $V_{DS}$  des MESFET-Feldtransistors T1.

Wenn am Steuereingang IN kein Signal  $v_i \cos(\omega_0 t)$  vorliegt, wird das besagte Signal über die Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 halbwellengleichgerichtet. Dabei bewirken die positiven Halbwellen die Zirkulation eines Stroms innerhalb der Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1, so daß in diesem Falle eine geringe positive Voltspannung zwischen der Gate-Source-Verbindung entsteht und der Polarisationsstrom  $I_D$  als Drain-Strom dient. Durch die negativen Halbwellen dagegen wird die Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 polarisiert, so daß Drain-Stromimpulse  $i_D(t)$  erzeugt werden.. Der Kondensator C1 sowie der Widerstand  $R_G$  bilden einen Hochpaßfilterbereich, in dem das durch die Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 gleichgerichtete Signal gefiltert wird. Unter Betriebsbedingungen, wird an den

Endpunkten von C1 eine negative Gleichspannung  $V_{GS}$  erzeugt, welche der Direktkomponente des gleichgerichteten Signals  $v_i \cos(\omega_0 t)$  entspricht. Die besagte Voltspannung  $V_{GS}$  trägt zur Polarisierung der Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 bei und wird über den Induktor L1 als Steuerspannung an die Eingangsklemme 1 der Baugruppe CONTR geleitet.

Die Impulse des Drain-Stroms  $i_D$  enthalten, wie aus den von Fourier vorgenommenen Reihenentwicklungen der mathematischen Funktion  $i_D(t)$  hervorgeht, einen Anteil an Sinuswellen an der Grundwellenfrequenz  $f_0$  sowie Oberwellen höherer Größenordnung.

Der Strom  $i_D$  wird durch den Kondensator C2 geleitet und erreicht den Bandpaßfilter FPB, welcher lediglich den zweiten Oberwellenanteil bei einer Frequenz von 24 GHz unverändert an den Steuerausgang OUT leitet. Dieser Filter ist entsprechend der für Mikrowellenfilter gängigen Technik ausgelegt. Zu seinem Eingangsbereich gehört ein Mikrostrip-Adaptionsnetz, welches den Grundwellenausgang zur Drain-Endklemme des Feldtransistors T1 zurück reflektiert. Der Abstand zwischen FPB und T1 ist derart, daß die reflektierten Wellen in Phase zur im Strom  $i_D$  enthaltenen Grundwelle addiert wird, so daß eine entsprechend höhere Leistung an die zweite Oberwelle übertragen werden kann. Die relative Bandbreite um die Frequenz  $2 f_0$  beträgt etwa 10%, was 2,4GHz entspricht, und ermöglicht eine Veränderung der Oszillatorfrequenz in einem breiten Bereich.

Die Baugruppe CONTR steuert die Leistung  $P_{out}$ , indem sie als Optimalwertsteuerung (feed forward control) fungiert. Zu diesem Zweck empfängt die Baugruppe am Eingang die Information des Leistungspegels des Signals  $v_i \cos(\omega_0 t)$ , zu dem die Voltspannung  $V_{GS}$  in direkter Beziehung steht, und gibt eine angemessenen Voltspannung zur Polarisierung des MESFET-Feldtransistors T1 ab.

Die Stabilisierung des Leistungspegels der Baugruppe CONTR kann direkt ermittelt werden über die Auswertung der ABB. 2, die ein Diagramm zeigt, dessen Abszisse den Leistungsstift des Oszillatorsignals  $v_i \cos(\omega_0 t)$  darstellt, während die Ordinate für die Leistung  $P_{out}$  des Ausgangs des Signals  $v_i \cos(\omega_0 t)$  steht. Die Grafik zeigt die beiden Kurven  $P_{fet}$  und  $P_{gen}$ . Die Kurve  $P_{fet}$  bezieht sich auf eine Messung, die ausschließlich für den Transistor T1 und ohne





.....° °°°°°°° °°°° °°°°  
vorgenommenen Reihenentwicklungen steht der mathematischen Funktion  
steht, welche die Gesamtheit des Drain-Stroms  $i_D(t)$  darstellt.

Eine Methode zur Ermittlung der Funktion  $i_D(t)$  und zur  
Berechnung der Koeffizienten der entsprechenden Reihenentwicklung  
5 von Fourier wird im Anhang an das Kapitel Vier (Seiten 144-148) der  
Veröffentlichung "Communication Circuits: Analysis and Design" von  
Kenneth K. Clarke und Donald T. Hess beschrieben, veröffentlicht  
1971 im Verlag Addison-Wesley Publishing Company.

Diese in dieser Veröffentlichung beschriebene Methode setzt  
10 die Kenntnis der Übertragungseigenschaft  $i_D(V_{GS})$  des MESFET-  
Feldtransistors T1 voraus. Diese Übertragungseigenschaft, in der  
Veröffentlichung auf den Seiten 134 bis 135 angegeben, wird in einer  
ersten Annäherung mit  $i_D = i_{DSS} (1 - V_{GS}/V_P)^2$  angesetzt, wobei der  
Ausdruck  $i_{DSS}$  für den Drain-Sättigungsstrom steht (Drain-Strom des  
15 MESFET-Feldtransistors bei  $V_{GS} = 0^\circ$  mit jedem beliebigen  $V_{DS}$ -Wert  
innerhalb des Sättigungsbereichs), während der Ausdruck  $V_P$  für die  
Pinch-Off-Spannung steht (Wert  $V_{GS}$  für  $i_D = 0$ ).

In der obengenannten Veröffentlichung ist des weiteren eine  
Grafik des Stroms  $i_D(t)$  dargestellt, die in einem zweiten Schritt  
20 der Methode ermittelt wurde, indem die Punkte der Funktion  $V_{GS}(t) =$   
 $v_i \cos(\omega_0 t)$  auf die Übertragungsfunktion  $i_D(V_{GS})$  des MESFET-  
Feldtransistors projiziert wurden. Die Grafik zeigt eine Abfolge von  
Stromimpulsen  $i_D(t)$  in Entsprechung zu den positiven Halbperioden  
von  $v_i \cos(\omega_0 t)$ . Die Breite jedes einzelnen Impulses entspricht der  
25 Halbwellenfraktion von  $v_i$ , in dem der im MESFET-Feldtransistor  
präsenste Drain-Strom zirkuliert, wie dies für einen Verstärker der  
Klasse C der Fall ist. Die Berechnung des Fourier-Koeffizienten wird  
abgeschlossen mit Hilfe eines als "Zirkulationswinkel" bezeichneten  
Parameters  $\emptyset$ , der zur Begrenzung des Feldes zur Integration der  
30 aktuellen Pulsbreite  $i_D$  eingeführt wird.

In den in der ABB. 4.A-2 auf der Seite 147 der oben genannten  
Veröffentlichung gezeigten Beispielen ist  $\emptyset = \arccos(V_P/V_i)$ ,  
wobei  $V_i$  die maximale Amplitude des Signals  $v_i \cos(\omega_0 t)$  darstellt und  
 $V_P$  für die Pinch-Off-Spannung des MESFET-Feldtransistors steht. In  
35 der Mehrzahl der praktischen Anwendungen, so zum Beispiel im für  
Fall den Feldtransistor T1 geltenden Fall, ist der

°°°°°°°° °°°°°°°° °°°°°°°°

Zirkulationswinkel  $\varnothing$  ebenfalls eine Funktion der Polarisierungswerte  $V_{GS}$  und  $V_{DS}$ .

In der letzten Phase der Methode wird der mathematische Ausdruck für den allgemeinen Koeffizienten  $I_n$  ermittelt. Dieser

5 Koeffizient ist eine recht komplexe Funktion des Zirkulationswinkels  $\varnothing$  und des Spitzenwertes  $I_p$  des Stromimpulses  $i_D$ . Der Spitzenwert  $I_p$  dagegen ist von  $i_{DSS}$  und dem Quadrat von  $V_i$  abhängig.

Die oben beschriebene Berechnungsmethode ist ebenso für den MESFET-Feldtransistor T1 anwendbar, da der Strom  $i_D(t)$  in diesem

10 Falle ebenso in einer Abfolge von Impulsen besteht, die ähnlich zu den in der oben beschriebenen Grafik aufgeführten Impulsen sind. Die wichtigsten Unterschiede zwischen dem Betrieb von T1 und dem in der obengenannten Methode aufgeführten FET-Betrieb besteht darin, daß die Impulse  $i_D(t)$  eine Entsprechung zu den negativen Halbwellen von

15  $v_i \cos(\omega_0 t)$  zirkulieren und daß T1 im linearen Bereich eher von der Sättigung als von der Sperrung ausgehend gesteuert wird. Wie ersichtlich ist, sind die Unterschiede nicht besonders groß.

Eine standardisierte Darstellung von  $(I_n / I_p)$  zur Tendenz der ersten drei Koeffizienten als Funktion des Zirkulationswinkels  $\varnothing$

20 wird in der ABB. 4.4-4 auf Seite 102 der obengenannten Veröffentlichung gezeigt.

Die Leistung  $P_{out} = (I_n^2 / R_L) / 2$  einer allgemeinen, am Ausgang selektionierten Oberwelle ist, wie aus der Gesamtheit der oben beschriebenen theoretischen Betrachtungen abgeleitet werden kann,

25 eine Funktion des physischen Wertes  $I_{DSS}$ ,  $V_p$  von T1 sowie der Amplitude  $v_i$  des Oszillationssignals  $v_i \cos(\omega_0 t)$ ; es gilt daher  $P_{out} = P_{out}(I_{DSS}, V_p, v_i)$ .

In Anbetracht, daß  $V_{GS}$  von der Berichtigung des Oszillationssignals  $v_i \cos(\omega_0 t)$  über T1 abhängig ist, ergibt sich

30  $P_{out} = P_{out}(I_{DSS}, V_p, V_{GS})$ .

Aus den oben beschriebenen theoretischen Betrachtungen geht in keiner Weise die Abhängigkeit von  $P_{out}$  zur Polarisationsspannung  $V_{DS}$  hervor, da der Kanalwiderstand  $r_o$  des Feldtransistors T1 in der ersten Annäherung nicht berücksichtigt wird. Es ist möglich, diese

35 Berücksichtigung des Kanalwiderstand in die Methode zur Berechnung des Koeffizienten  $I_n$  der Fourier-Berechnungen des Stroms  $i_D(t)$

einzu beziehen, in dem man anstelle des Sättigungsstroms  $I_{DSS}$  einen Sättigungsstrom

$I'_{DSS} = I_{DSS} [1 + (V_{DS} + V_p) / r_o I_{DSS}]$  ansetzt;

so daß deutlich wird, daß der Ausdruck  $P_{out}$  zur  
5 Polarisationsspannung  $V_{DS}$  abhängig ist.

Zusammengefaßt gilt für den Ausdruck  $P_{out}$ :

$$P_{out} = P_{out} (I_{DSS}, V_p, V_{GS}, V_{DS}).$$

Da nach der Auswahl des im Kreis einzusetzenden MESFET  
Feldtransistortyps die Parameter  $I_{DSS}$ ,  $V_p$ , und  $r_o$  konstant sind,  
10 kann der Ausdruck  $P_{out}$  vereinfacht werden, so daß sich als  
Endergebnis  $P_{out} = P_{out} (V_{GS}, V_{DS})$  ergibt.

Es ist nun möglich, die Regelfunktion  $V_{GS} (V_{DS})$  auf rein  
analytische Weise zu bestimmen, in dem zunächst die Größenordnung  
der am Ausgang selektierten Oberwelle und anschließend für diese  
15 Oberwelle die Funktion  $P_{out}$  bestimmt wird. Anschließend wählt man  
den gleichzurichtenden Wert  $P_{out}$ , der im allgemeinen im unmittelbar  
an den Höchstwert angrenzenden Bereich gesucht werden sollte, den  
der FET- Feldtransistor zur Übertragung zur selektierten  
Oberwelle benötigt. Schließlich wird die Variable  $V_{DS}$  aus der  
20 Relation  $P_{out} (V_{GS}, V_{DS}) = \text{konstant}$  expliziert, so daß die  
gewünschte Regelfunktion  $V_{GS} (V_{DS})$  erzielt wird.

Wie man sieht, stellt sich die mathematische Bestimmung der  
Regelfunktion als allzu kompliziert und somit recht schwierig  
heraus. Die Folge der einzelnen in der Berechnungsmethode  
25 angesetzten Schritte wird primär in der Absicht angegeben, um die  
grundsätzliche Existenz dieser Regelfunktion zu belegen. In der  
Praxis ist es einfacher, die Regelfunktion experimentell über eine  
Reihe von Messungen des MESFET Feldtransistors T1 zu ermitteln, wie  
angegeben in den Erläuterungen zu den ABB. 3, 4 und 5, die sich auf  
30 Messungen beziehen, die ausschließlich für den MESFET Feldtransistor  
T1, d.h. unter Ausschluß des CONTR-Regelkreises vorgenommen wurden.

Die ABB. 3 zeigt ein Diagramm, dessen Abszisse den Logarithmus  
der Leistung  $P_{in}$  des Oszillatorsignals  $v_i \cos(\omega_0 t)$  und dessen  
Ordinate das Modul der Polarisationsspannung  $V_{GS}$  des Feldtransistors  
35 T1 darstellt. Die Kurve wurde für einen konstanten Wert der  
Polarisationsspannung  $V_{DS}$  gleich 0,88V angelegt. Wie aus dem  
Diagramm hervorgeht, erfolgt der Anstieg der Polarisationsspannung

°°°°°°°° °°°°°°°° °°°°°°°°

$V_{GS}$  linear zum Dezimallogarithmus der Leistung  $P_{in}$ , so daß abgeleitet werden kann, daß sich die Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 wie ein Detektor der Leistung des Oszillationssignals verhält.

5 Die ABB. 4 zeigt ein Diagramm, dessen Abszisse der Polarisationsspannung  $V_{DS}$  des Feldtransistors T1 entspricht und dessen Ordinate den Logarithmus der Leistung  $P_{out}$  der auf der Last  $R_L$  gemessenen zweiten Oberwellenkomponente  $v_o \cos(2\omega_o t)$  darstellt. Die Kurve ergab sich, indem an den Eingang des Feldtransistors T1  
10 ein Oszillationssignal mit einer konstanten Leistung von 10 dBm übermittelt wurde. Wie aus dem Diagramm hervorgeht, ist der Logarithmus der Leistung  $P_{out}$  auf beinahe lineare Art von der Polarisationsspannung  $V_{DS}$  abhängig, was die Realisation eines Kreises zur Regelung der Leistung  $P_{out}$  über die  
15 Polarisationsspannung  $V_{DS}$  beweist.

Die ABB. 5 zeigt ein Diagramm, dessen Abszisse der Voltspannung  $V_{GS}$  und dessen Ordinate der Polarisationsspannung  $V_{DS}$  des Feldtransistors T1 entspricht. In der Grafik sind zwei Kurven eingetragen, von denen sich die erste, mit G1 gekennzeichnete, auf  
20 die experimentell erzielte Regelfunktion  $V_{GS}(V_{DS})$  bezieht, während die zweite, mit G2 gekennzeichnete Kurve die Übertragungsfunktion der Baugruppe CONTR darstellt. Die mit G2 gekennzeichnete Kurve nähert sich der Kurve G1 über zwei Segmente einer Geraden mit unterschiedlichen Neigungen  $G2'$  und  $G2''$ , welche sich im Punkt A  
25 treffen.

Die Kurve G1 wurde über Punkte erzielt, indem die Leistung  $P_{in}$  verändert und die entsprechende Voltspannung  $V_{GS}$  gemessen wurde. Für jeden Wert von  $V_{GS}$  wurde die Voltspannung  $V_{DS}$  soweit verändert, bis  
30 daß die Leistung  $P_{out}$  des auf der Last  $R_L$  gemessenen Signals  $v_o \cos(2\omega_o t)$  konstant 8 dBm betrug. Die Ordinate der Grafik zeigt die entsprechenden  $V_{DS}$ -Werte. Wie aus der Grafik hervorgeht, verläuft der Abstieg der Kurve G1 auf exponentielle Weise. Die wichtigste Veränderung der Regelfunktion  $V_{GS}(V_{DS})$  bezieht sich auf etwa ein Drittel der auf der Abszisse zur Achse  $V_{GS}$  bezogenen Werte. Diese  
35 Eigenschaft paßt bestens zur Annäherung der beiden Segmente der Kurve G2. In der Tat hat das Segment  $G2'$  eine stärkere Steigung und nähert sich dem ersten Teil der Funktion an, während das Segment  $G2''$

.....  
eine geringere Steigung hat und sich dem asymptotischen Teil der Funktion nähert. Im in der ABB. 6 gezeigten Kreis wird die Kurve G2 über den Einsatz von Operationsverstärkern synthetisiert.

Unter Bezugnahme auf die ABB. 6 werden mit OP1, OP2, OP3 und  
5 OP4 vier identische Operationsverstärker angegeben, die gemeinsam mit Voltspannungen +V und -V gespeist werden. Der Umkehrungseingang (-) von OP1 ist angeschlossen an einen Endpunkt von zwei Widerständen R3 und R6, deren anderen Endpunkte an Masse sowie jeweils an den Ausgang des OP1 angeschlossen sind. Die  
10 nichtumkehrenden Endklemme (+) von OP1 ist an einem Endpunkt von zwei Widerständen R4 und R5 angeschlossen, deren anderen Endpunkte jeweils an den Eingang des der Endklemme 1 des Regelkreises CONTR sowie an den Mittelpunkt der Reihe der beiden Widerstände R1 und R2, deren anderen Endpunkte an den Source-Anschluß der Voltspannung +V  
15 sowie an Masse angeschlossen sind.

Der Eingang (+) des Operationsverstärkers OP2 ist direkt an Masse angeschlossen. Der Eingang (-) dieses Operationsverstärkers ist angeschlossen an einen Endpunkt von drei Widerständen R9, R10 und R11, deren andere Endpunkte jeweils an die Eingangsklemme 1 des  
20 CONTR- Regelkreises, an den Mittelpunkt der Reihe der beiden Widerstände R7 und R8 und an die Kathode einer Diode D1 angeschlossen sind, deren Anode mit dem Ausgang des Operationsverstärkers OP2 verbunden ist. Die anderen Endpunkte der Widerstände R7 und R8 sind jeweils an den Source-Anschluß der  
25 Voltspannung +V sowie an Masse angeschlossen. Ein Widerstand R12 ist zwischen Kathode der Diode D1 und Masse angeschlossen.

Der Eingang (+) des Operationsverstärkers OP3 ist direkt an Masse angeschlossen. Der Eingang (-) dieses Operationsverstärkers ist angeschlossen an einen Endpunkt von zwei Widerständen R14 und  
30 R15, deren andere Endpunkte jeweils an die Anode der Diode D2 sowie an den Ausgang des Operationsverstärkers OP3 angeschlossen sind. Ein Widerstand R13 ist zwischen dem Source-Anschluß der Voltspannung +V und der Anode der Diode D2 angeschlossen, deren Kathode an Masse angeschlossen ist.

35 Der Eingang (-) des Operationsverstärkers OP4 ist an einen Endpunkt von zwei Widerständen R16 und R20 angeschlossen, deren andere Endpunkte jeweils an Masse sowie an den Ausgang des Operationsverstärkers OP4 angeschlossen sind, während die entgegengesetzten Enden an die Endklemmen des Ausgangs 2 des CONTR-  
40 Regelkreises angeschlossen sind. Der Eingang (+) des Operationsverstärkers OP4 ist an einen Endpunkt von drei

Widerständen R17, R18 und R19 angeschlossen, deren andere Endpunkte jeweils an den Ausgang des Operationsverstärkers OP1, die Kathode der Diode D1 sowie an den Ausgang des Operationsverstärkers OP3 angeschlossen sind. Die Ausgangsspannungen der Operationsverstärker OP1, OP2 und OP3 sind jeweils an V1, V2 und V3 angeschlossen. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers OP4 ist die Polarisationsspannung des MESFET Feldtransistors T1.

Im Betriebszustand fungiert der Operationsverstärker OP1 als nichtumkehrender Voltspannungsaddierer; seine Ausgangsspannung V1 ist durch den Ausdruck  $V1 = \mu1 V_{GS} + K1$  gegeben, wobei  $\mu1$  für die Voltsumme bei geschlossenem Ring des OP1-Addierers steht und K1 die Voltspannung für  $V_{GS} = 0$  ist. Der Ausdruck  $\mu1 > 0$  wird definiert durch die Wahl der entsprechenden, für die Widerstände R1, R2, R3, R4, R5 und R6 geltenden Werte. Der Ausdruck  $K1 > 0$  wird definiert durch das Produkt der positiven Voltspannungen +V, multipliziert mit einem entsprechenden für die obengenannten Widerstände geltenden Beziehungswert. Auf der Ebene ( $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$ ) der ABVB. 5 entspricht die Voltspannung V1 einer Geraden mit positiver Neigung (in Abb. nicht zu sehen), die parallel zum Streckenabschnitt G2' verläuft.

Der Operationsverstärker OP2 ist ein umkehrender Voltspannungsaddierer, der an dem Ausgang mit einer Diode ausgerüstet ist, über welchen ein Schwellenwert für die Voltspannung  $V_{GS}$  eingefügt wird, bevor der Ausgangsspannung V2 Null beträgt. Die Voltspannung V2 ist durch den folgenden Ausdruck gegeben:

$$V2 = (-\mu2 V_{GS} - K2) \times F_{scal} (V_{GS} - V_{SL}),$$

wobei  $-\mu2$  für die Voltsumme bei geschlossenem Ring des OP2-Addierers steht, die bestimmt wird durch die entsprechenden, für die Widerstände R7, R8, R9, R10, R11 und R12 geltenden Werte. Der Ausdruck  $-K2$  ist abhängig vom Produkt der positiven Voltspannungen +V, multipliziert mit einem entsprechenden für die obengenannten Widerstände geltenden Beziehungswert.  $F_{scal}$  steht für die Schrittfunktion, die für  $|V_{GS}| < V_{SL}$  gleich 0 und für  $|V_{GS}| > V_{SL}$  gleich 1 ist, wobei  $V_{SL}$  für einen entsprechend voreingestellten Grenzwert steht. Zusammenfassend gilt  $V2 = 0$  bei  $|V_{GS}| \leq V_{SL}$  und  $V2 = -\mu2 V_{GS} - K2$  bei  $|V_{GS}| > V_{SL}$ ; wenn  $V_{SL} = -1,3$  V ist, wird durch die oben angegebenen Beziehungen eine halbe Gerade gebildet (in Abb. 5 nicht zu sehen) mit negativer Neigung und Ausgangspunkt in A.

Der Operationsverstärker OP3 ist ein umkehrender Verstärker, dessen Ausgangsspannung  $V_3$  über den Ausdruck  $V_3 = -\mu_3 V_{K3}$  gegeben ist, wobei  $-\mu_3$  für die Voltsumme bei geschlossenem Ring des OP3-Verstärkers steht und durch die entsprechenden, für die Widerstände  $R_{13}$ ,  $R_1$ , und  $R_{15}$  geltenden Werte bestimmt wird.  $V_{K3}$  ist eine Voltspannung, welche von den selben Widerständen sowie von der Voltspannung  $V_{D2}$  abhängig ist, die bei Leitung zwischen der Anode und der Kathode der Diode  $D_2$  vorliegt. Wie zu sehen ist, ist  $V_3$  nicht von  $V_{GS}$  abhängig und entspricht gemäß der Ebene ( $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$ ) in Abb. 5 einer Geraden (in Abb. nicht zusehen). Die parallel zur Achse  $V_{GS}$  verläuft und zu dieser Achse in einem Abstand von  $-V_{K3}$  liegt. Die Voltspannung  $V_3$  kompensiert die Stromveränderungen  $i_D(t)$ , die durch in der Gate-Source-Verbindung des MESFET-Feldtransistors  $T_1$  auftretende thermische Veränderungen bedingt sind.

Der Operationsverstärker OP4 ist ein nichtumkehrender Voltspannungsaddierer, dessen Ausgangsspannung  $V_{DS}$  durch den Ausdruck  $V_{DS} = \mu_4 V (V_1 + V_2 + V_3)$  gegeben ist, wobei  $\mu_4$  für die Voltsumme bei geschlossenem Ring des OP4-Verstärkers steht, definiert durch die entsprechenden für die Widerstände  $R_{16}$  und  $R_{20}$  geltenden Beziehungswerte.

Wenn  $\mu_4 = 1$  ist, wird die Voltspannung  $V_{DS} = V_1 + V_2 + V_3$  durch die in der ABB. 5 gezeigte Kurve  $G_2$  dargestellt, die erzielt werden kann, indem man zunächst den Punkt A (1, -1,3) wählt und dann bei  $\mu_1 \geq \mu_2$  die Werte für  $\mu_1$ ,  $\mu_2$  und  $\mu_3$  bestimmt.

Der in ABB. 1 dargestellte Kreis legt hinsichtlich des Bereichs der Betriebsfrequenzen grobe Verallgemeinerungen nahe, die sich sowohl auf den Wert der gleichzurichtenden Leistung als auch auf die Art des eingesetzten Transistors beziehen.

So ist es zum Beispiel möglich, am Ausgang einer Oberwelle hoher Größenordnung im Mikrowellenbereich zu selektionieren, wobei ausgegangen wird von einem Oszillatorsignal mit einer extrem niedrigeren Frequenz.. In diesem Fall wird der Eingangskreis des  $T_1$  aus digitalen Komponenten gebaut, während der Ausgangskreis in Mikrostrip-Technik ausgeführt wird. Im allgemeinen und abhängig von der Frequenz des Oszillatorsignals ist es erforderlich, die Größen der Werte von  $C_1$ ,  $L_1$  und  $L_2$  zu korrigieren und auf der Grundlage der Oberwellen einer vorher selektionierten Größenordnung sowie ausgehend vom Wert von  $C_2$  und von der Mittelbandfrequenz des FPB-



Filters die unter dem Gesichtspunkt der Kosten und der Wirksamkeit am besten geeigneten Transistoren zu wählen. Sofern es der spezifische Fall zuläßt, kann es von Vorteil sein, einen abstimmbaren FPB-Bandpaßfilter einzusetzen, dessen Durchlaßbereich um eine der im Ausgangssignal von T1 enthaltenen Oberwellen beliebig abgestimmt werden kann.

Die in der ABB. 5 gezeigten Kurven G1 und G2 beziehen sich auf den Fall einer zweiten Oberwelle mit einer gleichzurichtenden Leistung von 8dBm, einem Wert, der, wie durch die in der Abbildung gezeigten Kurven  $P_{fet}$  und  $P_{gen}$  ersichtlich wird, in der Nähe des für T1 maximal möglichen Wertes liegt. Im Fall der Gleichrichtung von Leistungen mit tieferen Werten entsteht, für eine vorgegebene Oberwelle, eine Familie von Kurven  $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$ , die ähnlich sind wie die in der ABB. 5 gezeigten Kurven, welche alle parallel zueinander sind. Die Form der regulierenden Kurve  $V_{DS}$  ( $V_{GS}$ ) bei Veränderung der am Ausgang selektionierten Oberwellengröße ist nicht wesentlich anders als die exponentiale, in der Kurve G1 (ABB. 5) gezeigten. Auch wenn die Dämpfungskonstante variieren kann, hat dies keine Auswirkung auf die Möglichkeit des Einsatzes eines CONTR-Regelkreises, solange man einen geeigneten Punkt A wählt, der in der Annäherung an zwei Segmente der Kurve G2 (ABB. 5) liegen muß.

Des weiteren ist möglich, die allgemeine Regelfunktion  $V_{DS}$  ( $V_{GS}$ ) zu synthetisieren, indem die Funktion einer durchbrochenen Linie mit mehr als zwei Segmenten angenähert wird; in diesem Falle müssen zum in der ABB. 6 gezeigten CONTR-Regelkreis umkehrende Summierer N-1 wie etwa OP2 gehören, wobei N für die Anzahl der Segmente der durchbrochenen Linie steht. Die einzige in diesem Fall erforderliche Vorkehrung besteht in einer Veränderung der Verstärkerleistung sowie der Schwellenwerte der Diodenzuschaltung.

In Hinsicht auf T1 ist es, soweit es die betroffenen Frequenzen zulassen, möglich, einen zweipoligen Transistor (BJT) einzusetzen. Sowohl FET- als auch BJT-Transistoren sind aktive Transistoren mit drei Endstellen, die, was das gesteuerte Signal betrifft, als Stromerzeuger betrachtet werden können, im Fall des FET-Transistors mit gesteuerter Vorspannung und im Fall des BJT-Transistors mit Stromsteuerung. Bekanntlich müssen beide obengenannten Transistoren zum Betrieb über geeignete, an Batterien angeschlossene Widerstandsnetze polarisiert werden. Der Pegel des Eingangssignals und der Polarisationsspannungen und -ströme ist für die Art des Transistorbetriebs ausschlaggebend.

-0000 000° 000° 00° 0

Beim BJT-Transistor regelt der CONTR-Regelkreis die Polarisationsspannung  $V_{CE}$  zwischen den Kollektor- und Emitter-Endstellen in Entsprechung zu einer Regelfunktion  $V_{CE}(I_B)$ , welche einen ähnlichen Verlauf wie die für den FET-Transistor definierte Funktion  $V_{DS}(V_{GS})$  hat. Der Grundpolarisationsstrom  $I_B$  wird primär durch das Oszillationssignal  $v_i \cos(\omega_0 t)$  erzeugt, das durch die obengenannte Verbindung gleichgerichtet wird.

Schließlich ist es möglich, den in der ABB. 1 gezeigten Kreis minimale zu verändern, in dem man einen mit  $L_2$  in Reihe geschalteten Widerstand einsetzt, dessen Wert, um die Wirkung des CONTR-Regelkreises zu sensitivieren, ähnlich zu dem des Kanalwiderstandes  $r_o$  sein muß. Im Falle des BJT-Transistors besteht die kostengünstigste und effektivste Lösung im Einsatz eines bereits benannten zusätzlichen Widerstandes, der mit dem Emitter in Reihe geschaltet werden muß. In beiden Fällen muß der CONTR-Regelkreis eine Regelspannung erzeugen, die gleich zur vorgenannten Regelspannung ist, zuzüglich eines konstanten Wertes zwecks Ermöglichung der Zirkulation des Gleichstromanteils  $i_D$  des Stroms  $i_D(t)$  im zusätzlich eingesetzten Widerstand. Die Gesamtregelspannung kann erzielt werden über den zusätzlichen Einsatz eines geeigneten Voltspannungsteilers auf dem nichtumkehrenden Eingang von OP4 (ABB. 6).

## INANSPRUCHNAHMEN

1. Der Radiofrequenzvervielfacher, der bestückt ist mit einem Transistor (T1), über den ein eingehende Oszillationssignal verstärkt und verzerrt wird, sowie mit einem Bandpaßfilter (FPB),  
5 über den eine im Ausgangsstrom des Transistors enthaltene Oberwelle einer vorher definierten Größenordnung N selektioniert werden kann, sowie weiterhin bestückt mit einem Regelkreis zur automatischen Pegelregelung (CONTR), welcher zwischen den Eingangsklemmen (G-S) und den Ausgangsklemmen (D-S) des besagten Transistors (T1)  
10 installiert wird und welcher die Leistung ( $P_{out}$ ) der besagten, im Ausgang des Bandpaßfilters (FPB) präsenten Oberwellen einer vorher definierten Größenordnung N konstant hält; ist dadurch gekennzeichnet, daß im besagten Radiofrequenzvervielfacher Mittel installiert sind (T1,  $R_G$ , C1, L1), die eine Steuerspannung ( $V_{GS}$ )  
15 erzeugen, welche in direktem Bezug steht zum Leistungspegel ( $P_{in}$ ) des eingehenden Oszillationssignals ( $v_i \cos(\omega_0 t)$ ), und daß zum besagten Regelkreis zur automatischen Pegelregelung (CONTR) Mittel zur Voltspannungs- und Stromerzeugung (OP1, OP2, OP3, OP4, D1, D2) gehören, die zur Polarisierung des besagten Transistors (T1) dienen;  
20 diese Mittel werden durch die besagte Steuerspannung ( $V_{GS}$ ) geregelt, so daß eine veränderbarer Polarisierungsspannung ( $V_{DS}$ ) erzeugt wird, welche zwischen den besagten Ausgangsklemmen (D-S) des besagten Transistors (T1) präsent ist und eingestellt ist auf eine umgekehrte Art zur Veränderung des Pegels der Steuerspannung ( $V_{GS}$ ).

25 2. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß besagtes Oszillationssignal durch einen Hochbandpaßfilter (C1,  $R_G$ ) zum Transistor (T1) geleitet wird, und dadurch gekennzeichnet, daß der Transistor (T1) das Oszillationssignal halbwellengleichrichtet,  
30 indem am Ausgang des besagten Hochbandpaßfilters (C1,  $R_G$ ) eine Gleichstromkomponente erzeugt wird, welche mit der besagten Steuerspannung ( $V_{GS}$ ) übereinstimmt.

3. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß  
35 der besagte Regelkreis zur automatischen Pegelregelung (CONTR) über entsprechende Verbindungen an besagten Transistor (T1) angeschlossen ist; zu diesen Verbindungen gehören:

°°°°°°°° °°°°°°°° °°°°°°°°

- ein erster Induktor ( $L_1$ ) zur Verbindung des Ausgangs des besagten Hochbandpaßfilters ( $C_1$ ,  $R_G$ ) mit den Eingang (1) des besagten Regelkreises (CONTR), so daß die besagte Steuerspannung ( $V_{GS}$ ) den Durchlaß und die Sperrung des besagten Oszillationssignal

5 ermöglicht;

- ein zweiter Induktor ( $L_2$ ), der mit dem Ausgang (2) des besagten Regelkreises (CONTR) in Reihe geschaltet ist und lediglich den Gleichstromanteil des Ausgangsstroms des besagten Transistors ( $T_1$ ) durchläßt.

10 4. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß zu den besagten, zum besagten Regelkreis (CONTR) gehörenden Mitteln folgende Geräte gehören:

- ein erstes Gerät (OP1), welches eine erste Voltspannung ( $V_1$ ) erzeugt, indem von einer anfänglich voreingestellten Voltspannung eine Voltspannung abgezogen wird, welche über Vervielfältigung des absoluten Wertes der besagten Steuerspannung ( $V_{GS}$ ) mittels einer ersten Vervielfältigungskonstante erzielt wird;

15 - zweite Geräte (OP2, D1), welche zweite Voltspannungen ( $V_2$ ) erzeugen, indem der absolute Wert der besagten Steuerspannung ( $V_{GS}$ ) mittels entsprechender zweiter Vervielfältigungskonstanten vervielfältigt wird und welche eine Null-Voltspannung erzeugen, bis daß der Wert der besagten Steuerspannung unter dem jedem zweiten Gerät zugeordneten Schwellenwert liegt;

20 - ein drittes Gerät (OP3, D2), welches eine Voltspannung erzeugt, die in Funktion zur Temperatur variiert, so daß die Veränderung der thermischen Leistung des Transistors ( $T_1$ ) ausgeglichen werden,

25 - ein viertes Gerät (OP4), welches die besagte Polarisationspannung ( $V_{DS}$ ) des Transistors ( $T_1$ ) erzeugt, in die vom ersten, zweiten und dritten Gerät erzeugten Spannungen summiert werden.

30 5. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 4) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß die besagten Schwellenwerte gegenseitig unterschiedlich sind, daß die besagte Vervielfältigungskonstante größer oder gleich ist als bzw. wie die breitere der besagten zweiten Vervielfältigungskonstanten sowie dadurch gekennzeichnet, daß die besagten zweiten Vervielfältigungskonstanten in umgekehrten Bezug zu

40 den Schwellenwerten der entsprechenden zweiten Geräte sind.

6. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 4) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß:

5       - es sich bei besagtem ersten Gerät um einen ersten Operationsverstärker (OP1) und umkehrenden Spannungssummierer handelt, dessen Leistung der besagten ersten Vervielfältigungskonstante entspricht;

10       - es sich bei den besagten zweiten Geräten um zweite Operationsverstärker (OP2) und nicht umkehrende Spannungssummierer handelt, die zum Ausgang jeweils in Reihe geschaltet sind mit einer Diode (D1), welche zur absoluten Regelung von Spannungswerte ( $V_{GS}$ ) dient, welche größer sind als besagter Schwellenwert und innerhalb deren die Leistung der besagten zweiten Operationsverstärker (OP2) den besagten zweiten Vervielfältigungskonstanten entsprechen;

15       - es sich beim besagtem dritten Gerät um einen dritten Operationsverstärker (OP3) und umkehrenden Spannungssummierer handelt, über den die Anoden-/Kathodenspannung einer im Leitung befindlichen Diode (D2) verstärkt wird;

20       - es sich beim besagtem vierten Gerät um einen vierten Operationsverstärker (OP4) und nicht umkehrenden Spannungssummierer handelt.

25       7. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 6) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß der besagte vierte Operationsverstärker (OP4) den im Transistor (T1) zirkulierenden Maximalstrom begrenzt.

30       8. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 4) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß besagte voreingestellte Voltspannung der Speisespannung angenähert wird und daß die Anzahl der besagten zweiten Geräte (OP2, D1) gleich eins ist und daß der entsprechende besagte Schwellenwert etwa ein Drittel des Höchstwertes der besagten Steuerspannung ( $V_{GS}$ ) entspricht.

35       9. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß es sich bei besagtem Transistor um einen MESFET Feldtransistor handelt, daß die Frequenz des Oszillationssignals im Mikrowellenbereich liegt und dadurch gekennzeichnet, daß der besagte Bandpaßfilter (FPB) den Durchgang der zweiten Oberwelle des Oszillationssignals ermöglicht.

.....

10. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) oder 3) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß in Reihe geschaltet mit dem besagten zweiten Induktor (L2) ein Widerstand angeschlossen ist, dessen Wert

5 annähernd gleich dem des Widerstandes zwischen den Ausgangsklemmen (D-S) des besagten Transistors (T1) ist.

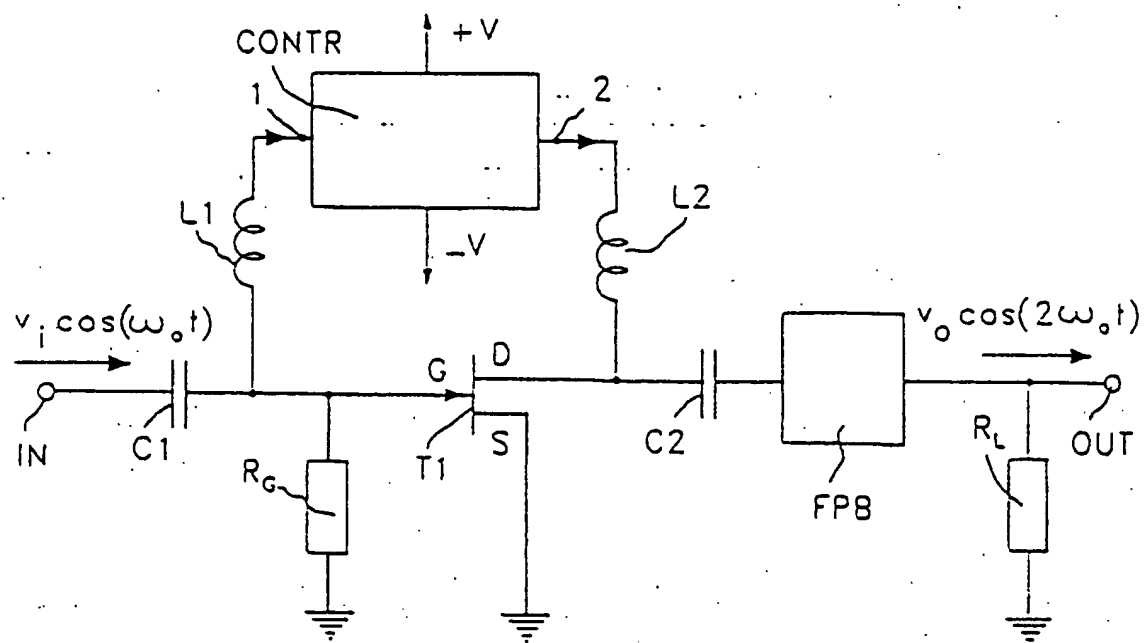


FIG. 1

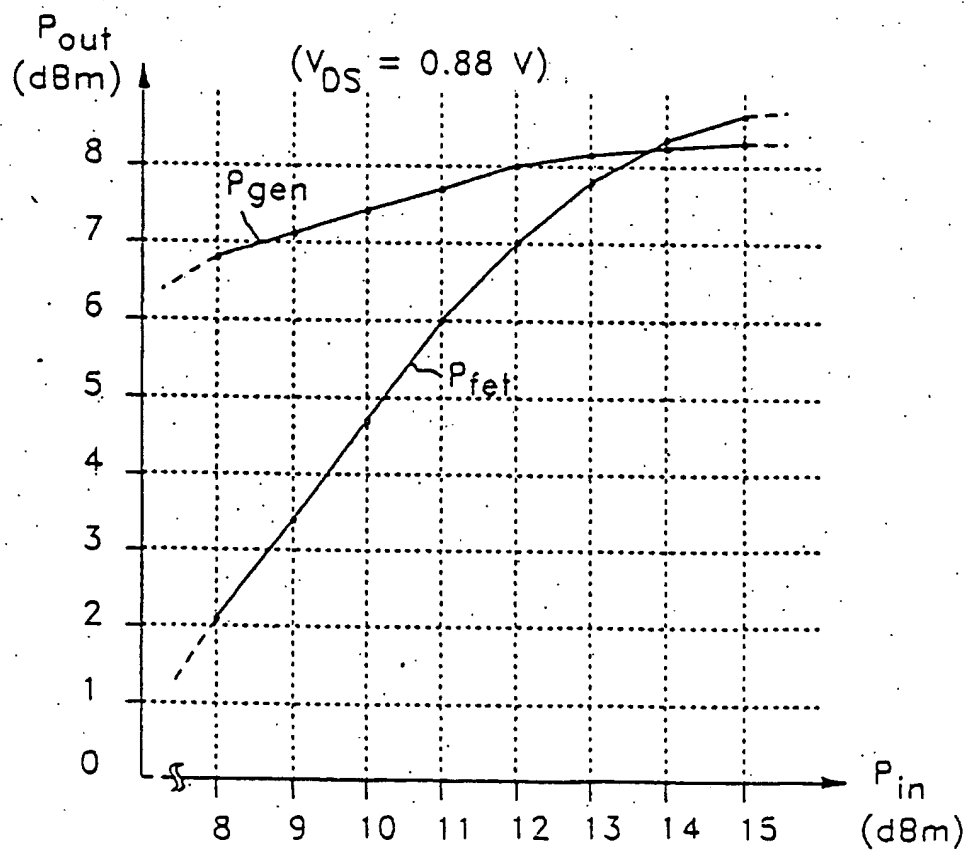


FIG. 2

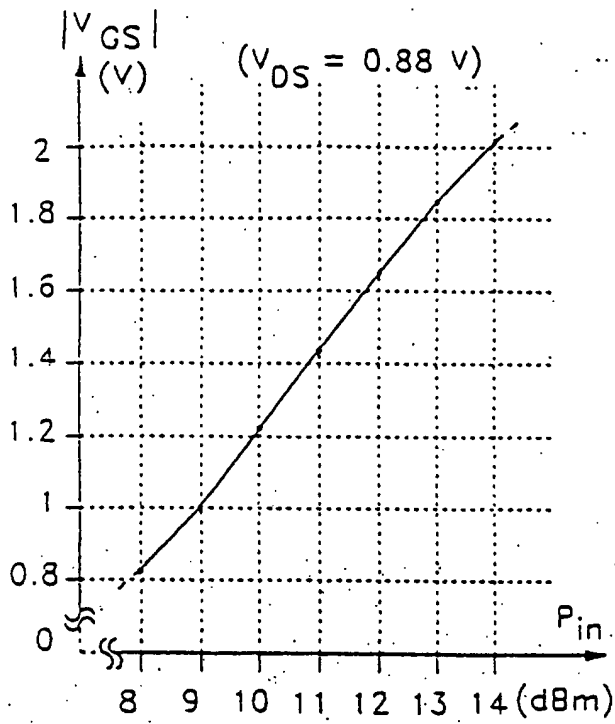


FIG. 3

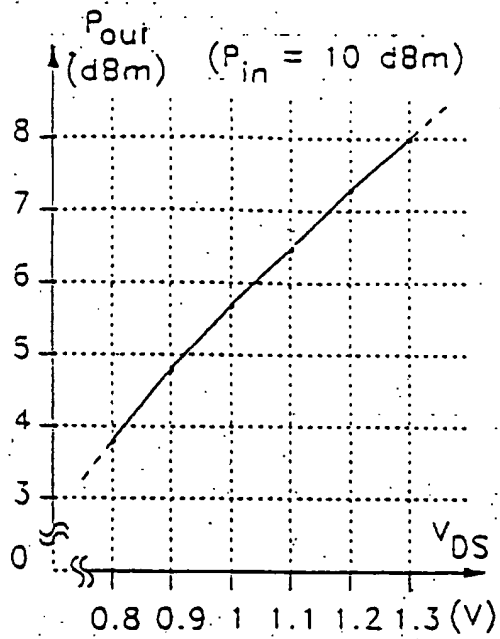


FIG. 4

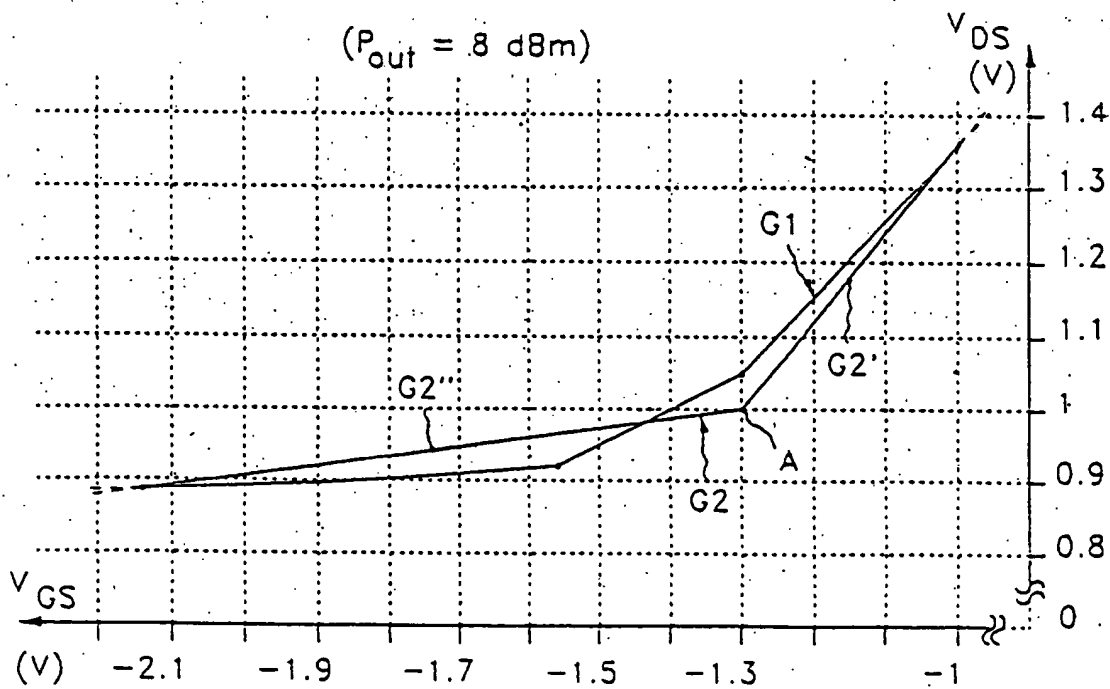


FIG. 5



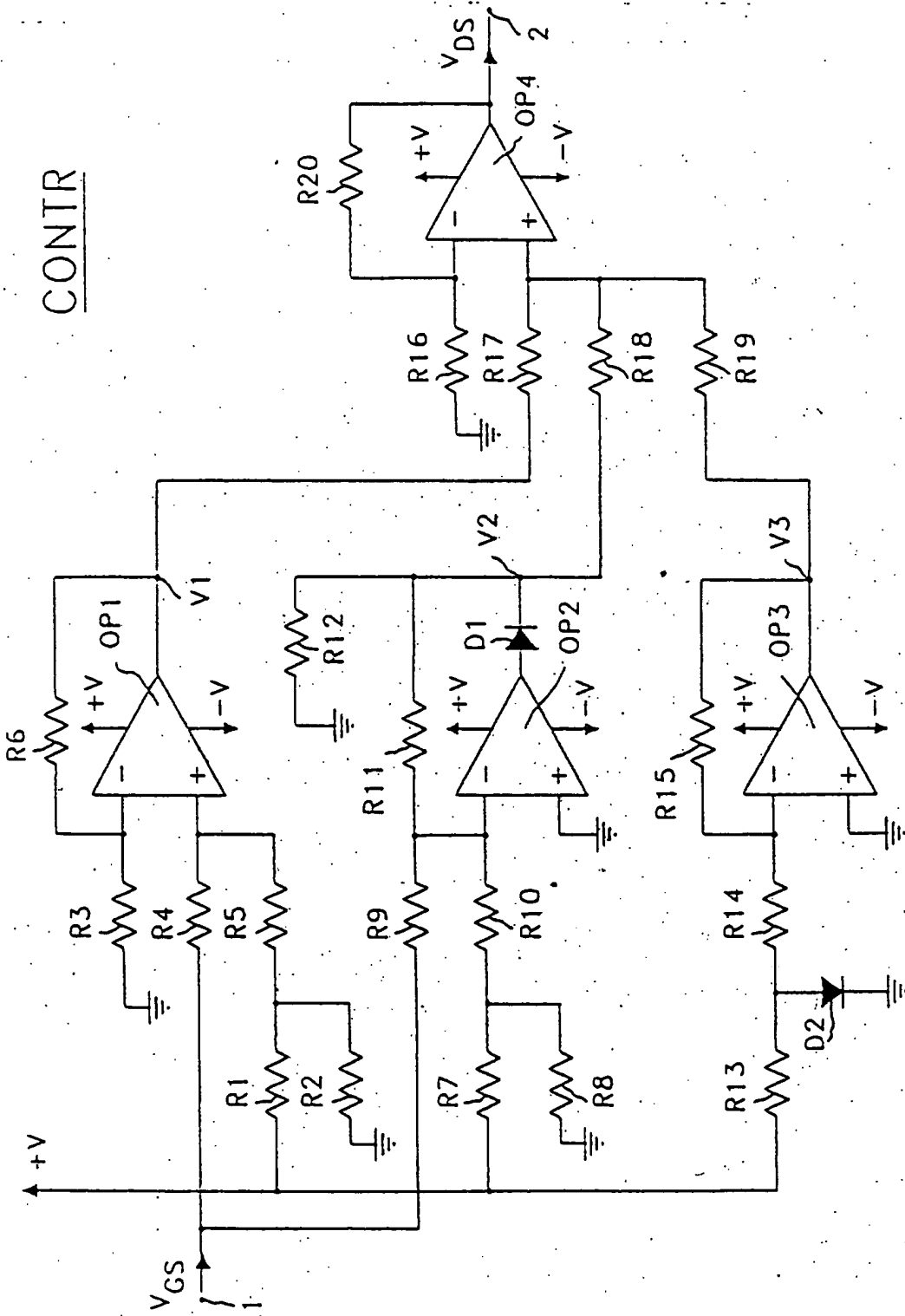


FIG. 6